

Б.І. Приймак, канд. техн. наук (Каталонський політехнічний ун-т, Барселона)

АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ ПОТОКОМ ДЛЯ ОПТИМІЗАЦІЇ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ В АСИНХРОННІЙ МАШИНІ

Розглядаються питання побудови енергоощадних електромеханічних систем. Отримано аналітичні вирази для визначення енергетично оптимального значення потокозчеплення ротора асинхронної машини у функції трьох альтернативних величин при розгляді таких критеріїв оптимізації як мінімум сумарних втрат потужності, мінімум втрат у міді та мінімум втрат в обмотці статора машини для ustalених режимів її роботи.

Рассматриваются вопросы построения энергосберегающих электромеханических систем. Получены аналитические выражения для определения энергетически оптимального значения потокозчепления ротора асинхронной машины в функции трех альтернативных величин при рассмотрении таких критериев оптимизации как минимум суммарных потерь мощности, минимум потерь в меди и минимум потерь в обмотке статора машины для установившихся режимов ее работы.

Ключові слова: асинхронна машина, втрати потужності, оптимізація, векторне керування

1. ВСТУП

Успіх у вирішенні проблеми енергозбереження значною мірою залежить від досягнень в галузі побудови систем енергоощадного керування асинхронними машинами (АМ). При побудові таких систем значного застосування набувають методи аналітичної оптимізації втрат потужності, де оптимальне значення магнітного потоку визначається за виразом, отриманим на основі моделі втрат потужності в машині. Важливою перевагою використання аналітичного виразу для визначення потоку, що оптимізує втрати в АМ, є відносна простота практичної реалізації енергоефективного керування. Основним недоліком тут можна вважати неможливість врахування нелінійності кривої намагнічування машини, що призводить до погіршення точності мінімізації втрат.

На сьогодні відома низка праць за темою оптимізації втрат потужності в АМ для ustalених режимів її функціонування шляхом пошуку аналітичного вирішення. Серед них можна зазначити працю [8], де розглядалася задача мінімізації втрат в обмотці статора, праці [1] та [4], де ставилося за мету мінімізацію втрат у міді машини, праці [5-7], де розглядалася задача мінімізації втрат у міді та в залізі АМ. В [2] було запропоновано розширену у порівнянні з цитованими працями модель втрат потужності в АМ та отримано аналітичний розв'язок задачі оптимізації за критерієм мінімуму сумарних втрат потужності. Також там

було проведено дослідження точності аналітичної оптимізації втрат при насичуванні магнітопроводу машини.

У даній праці розвиваються результати статті [2] в частині питань побудови алгоритмів оптимізації втрат потужності в АМ. Отримано нові аналітичні вирази для визначення енергетично оптимального значення потоку у функції як електромагнітного моменту машини, так і моментної компоненти та модуля вектора струму статора, що уможливило раціональнішу практичну реалізацію енергоощадного керування АМ. Поряд із мінімумом сумарних втрат потужності були взяті до уваги і такі критерії оптимізації, як мінімум втрат у міді АМ та мінімум омичних втрат у статорі машини. Алгоритми оптимізації втрат систематизовано у залежності від вхідної змінної та критерію оптимізації. Проведено чисельні дослідження для оцінки ефекту від застосування запропонованих алгоритмів.

У статті для розрахунків використовувалися типові 4-х полюсні двигуни потужністю 1,5 кВт та 30 кВт.

2. ОПИС АСИНХРОННОЇ МАШИНИ ТА ВТРАТИ ПОТУЖНОСТІ

У зорієнтованій за узагальненим вектором потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r$ рухомій системі координат (d, q) математичний опис ідеалізованої машини матиме вигляд наступної системи диференціальних рівнянь [3]:

$$\begin{aligned} d\Psi_r/dt &= -\Psi_r/T_r + I_d L_m/T_r \\ dI_d/dt &= -I_d/T_s + U_d/L'_s + (\omega_0 L'_s I_q + K_r \Psi_r/T_r)/L'_s \\ dI_q/dt &= -I_q/T_s + U_q/L'_s - (\omega_0 L'_s I_d + K_r \Psi_r z_p \omega)/L'_s \\ d\omega/dt &= (M_E - M_H)/J, \end{aligned} \quad (1)$$

де $\Psi_r = |\bar{\Psi}_r|$ – модуль вектора потокозчеплення ротора АМ, I_d , I_q – відповідно потокова та моментна компоненти вектора струму статора \bar{I}_s , ω – кутова швидкість обертання ротора машини; U_d , U_q – компоненти вектора напруги статора; ω_0 – кутова швидкість обертання магнітного поля ротора; M_E , M_H – відповідно електромагнітний момент та момент навантаження машини; z_p – число пар полюсів; J – сумарний момент інерції; $T_s = L'_s/R'_s$, $T_r = L_r/R_r$ – сталі часу; R_s , R_r – активні опори фаз статора та ротора відповідно; L_{ss} , L_{rr} – індуктивності від полів розсіювання; L_m – взаємна індуктивність між статором та ротором;

$L_r = L_m + L_{r\sigma}$ – повна індуктивність фази ротора; $L'_s = L_{s\sigma} + K_r L_{r\sigma}$; $R'_s = R_s + K_r^2 R_r$;
 $K_r = L_m / L_r$; $K_M = 3 z_p K_r / 2$. В (1) електромагнітний момент машини дорівнює

$$M_E = K_M \Psi_r I_q, \quad (2)$$

а кутова швидкість обертання $\bar{\Psi}_r$ визначається як $\omega_0 = z_p \omega + \omega_s$, де $\omega_s = K_r R_r I_q / \Psi_r$ – кутова швидкість ковзання машини.

На етапі аналітичних досліджень ми вважатимемо магнітозалежні параметри опису (1) сталими, тобто розглядатимемо магнітне коло АМ як лінійне. Слід зазначити, що припущення $L_m = \text{const}$ є традиційним в роботах, де метою є отримання аналітичного розв'язку задачі оптимізації втрат, наприклад в [1-2], [4-8], оскільки в протилежному разі ця задача аналітично не розв'язується. Питання точності отриманих нижче алгоритмів оптимізації втрат при насичуванні заліза в машині торкнемося в кінці 3-го розділу.

Серед втрат потужності в АМ виділяються наступні: електричні втрати в обмотці статора; електричні втрати у роторі; магнітні втрати в осерді статора; магнітні втрати у роторі; додаткові втрати; механічні втрати. Запишемо підсумкові вирази для втрат потужності на основі [2], де вони розглянуті детальніше. Електричні втрати або втрати у міді машини визначатимуться як

$$P_{cu} = P_s + P_r, \quad (3)$$

де $P_s = 1,5(I_d^2 + I_q^2)R_s$ – втрати в обмотці статора; $P_r = 1,5I_q^2 K_r^2 R_r$ – втрати у роторі. Магнітні втрати у статорі та роторі або втрати у залізі машини можна приблизно обчислювати за виразом

$$P_{fe} \cong 1,5\Psi_r^2 \left(K_h (|\omega_0| + |\omega_s|) + K_e (\omega_0^2 + \omega_s^2) \right), \quad (4)$$

де K_h – коефіцієнт втрат від гістерезису; K_e – коефіцієнт втрат від вихрових струмів. Для додаткових втрат можна використовувати опис у вигляді

$$P_a = 1,5 K_a \omega^2 K_r^2 I_q^2, \quad (5)$$

де K_a – коефіцієнт додаткових втрат в АМ. Механічні втрати на валу машини від в'язкого тертя дорівнюватимуть

$$P_\omega = K_\omega \omega^2 \quad (6)$$

де K_ω – коефіцієнт механічних втрат. До механічних втрат належать також втрати від сухого тертя, а для АМ із самовентиляцією ще й вентиляційні втрати. Разом з цим варто зазначити, що у нашій задачі деталізація та точність опису механічних втрат не є принциповими, оскільки при $M_E = \text{const}$, $\omega = \text{const}$ шляхом зміни магнітного потоку можна оптимізувати електромагнітні втрати в машині, а механічні втрати будуть постійними. Для сумарних втрат потужності у машині дістанемо опис

$$P_\Sigma = P_{cu} + P_{fe} + P_a + P_\omega, \quad (7)$$

де складники визначаються за (3)-(6).

3. АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ ПОТОКОМ ПРИ ОПТИМІЗАЦІЇ ВТРАТ

В [2] для опису (7) втрат сумарних потужності в машині визначено оптимальне значення Ψ_r^o модуля вектора потокозчеплення ротора, яке мінімізує ці втрати, у вигляді

$$\Psi_r^o = \sqrt{|M_E|} K_{Me}(\omega), \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{де} \quad K_{Me}(\omega) &= \sqrt{K_M^{-1} \sqrt{A(\omega)/B(\omega)}}; & A(\omega) &= R_s + K_r^2 (R_r + 2K_e R_r^2 + K_a \omega^2); \\ B(\omega) &= R_s / L_m^2 + K_h z_p |\omega| + K_e z_p^2 \omega^2. \end{aligned}$$

Згідно з (2) $I_q = M_E / (K_M \Psi_r)$. Використовуючи цей вираз із (8) отримаємо алгоритм визначення Ψ_r^o в залежності від I_q у вигляді

$$\Psi_r^o = |I_q| K_{Iq}(\omega), \quad (9)$$

де $K_{Iq}(\omega) = \sqrt{A(\omega)/B(\omega)}$. Для усталених процесів із 1-го рівняння системи (1) матимемо рівність $I_d = \Psi_r / L_m$, а значить буде вірним співвідношення $I_q^2 = I_s^2 - \Psi_r^2 / L_m^2$, де $I_s = |\bar{I}_s|$. Враховуючи це із (9) отримаємо алгоритм визначення Ψ_r^o в залежності від модуля вектора струму статора у вигляді

$$\Psi_r^o = I_s K_{Is}(\omega), \quad (10)$$

де $K_{Is}(\omega) = \sqrt{A(\omega)/C(\omega)}$; $C(\omega) = A(\omega)/L_m^2 + B(\omega)$.

Щоб оцінити характери змін залежних від швидкості коефіцієнтів K_{Me} , K_{Iq} та K_{Is} були здійснені розрахунки для двигунів потужністю 1,5 кВт та 30 кВт. Ці залежності у функції відносної швидкості ω/ω_n , де ω_n – номінальна швидкість ротора (індексом “n” в статті позначатимуться номінальні значення величин), представлені відповідно на рис.1 та рис.2.

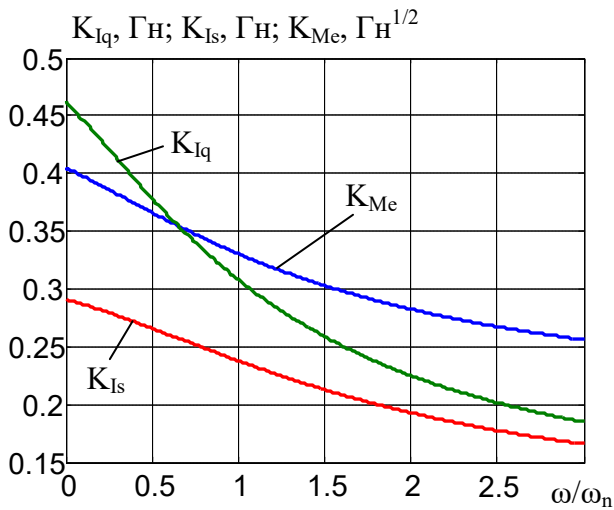


Рис.1

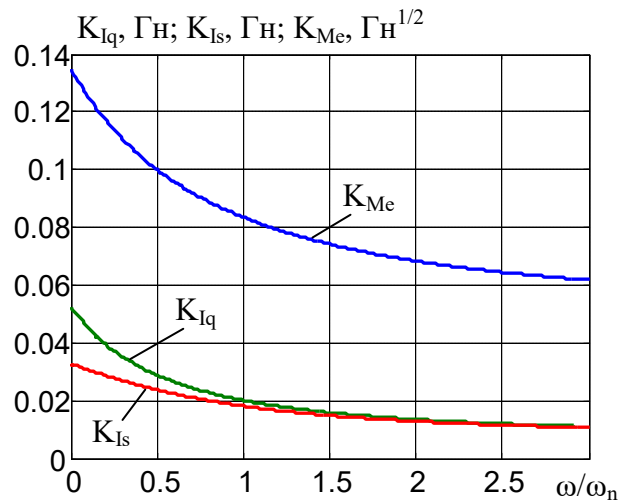


Рис.2

Аналізуючи зображені криві, бачимо, що при збільшенні швидкості машини коефіцієнти K_{Me} , K_{Iq} та K_{Is} монотонно зменшуються. При цьому діапазони їх змін є чималими.

Вище ми із (8) отримали вирази (9) та (10) для визначення Ψ_r^o . Очевидно, що в межах адекватності опису (1) реальним процесам в машині результати застосування (8), (9) та (10) в усталених режимах будуть практично тотожними і призводитимуть до мінімуму сумарних втрат потужності в АМ, що описуються (7). Поряд із цим алгоритми (8)-(10) істотно відрізняються, по-перше, за обчислювальною складністю, а по-друге, за доступністю визначення вхідної змінної. Щодо складності обчислення то, очевидно, вираз (9) є найпростішим. Що стосується вхідних змінних, якими для (8), (9) та (10) є відповідно M_E , I_q та I_s , то тут можна відмітити наступне.

Оскільки в промислових системах рідко застосовуються давачі момента на валу машини, значення M_E необхідно отримувати шляхом оцінювання. Якщо в системі векторного керування АМ забезпечується достатньо висока точність орієнтування рухомих координат за

$\bar{\Psi}_r$ при реальному існуванні істотних параметричних збурень, то одним із найпростіших способів визначення M_E може бути використання формули (2). Варіант застосування моментної компоненти вектора струму статора має ту перевагу, що при векторному керуванні машиною змінна I_q не потребує окремого визначення, оскільки вона тут завжди є наявною. Щодо застосування модуля вектора струму статора, то він може визначатися за I_d та I_q як $I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$. Поряд з цим слід зазначити, що особливістю варіанту із вхідною змінною I_s є те, що для визначення I_s в принципі ніякі координатні перетворення векторів не потрібні, а достатньо мати лише сигнали давачів струму двох фаз статора машини. Нескладно показати, що $I_s = (2/\sqrt{3})\sqrt{I_A^2 + I_A I_B + I_B^2}$ де I_A, I_B – миттєві значення струмів фаз A та B відповідно.

Алгоритми (8)-(10) були отримані для критерію оптимізації втрат потужності $P_\Sigma \Rightarrow \min$. На практиці знаходять застосування також інші критерії оптимізації, зокрема критерій мінімуму втрат у міді машини $P_{cu} \Rightarrow \min$ та критерій мінімуму втрат в обмотці статора $P_s \Rightarrow \min$, що є еквівалентним критерію мінімуму струму статора $I_s \Rightarrow \min$. Оскільки ці критерії є частковими стосовно критерію $P_\Sigma \Rightarrow \min$, то задовольняючи їх алгоритми керування потоком ротора отримаємо безпосередньо із (8)-(10) шляхом спрощення. Так для критерію $P_{cu} \Rightarrow \min$ у цих виразах приймемо $K_h = K_e = K_a = 0$, а для критерію $P_s \Rightarrow \min$ додатково ще й приймемо $R_r = 0$. Отримані таким чином алгоритми разом із (8)-(10) для визначення оптимального значення модуля вектора потокозчеплення ротора в залежності від критерію оптимізації та вхідної змінної зведені до купи та систематизовані у таблиці.

Критерій оптимізації	Вхідна змінна		
	M_E	I_q	I_s
$P_\Sigma \Rightarrow \min$	$\sqrt{ M_E } K_{Me}(\omega)$	$ I_q K_{Iq}(\omega)$	$I_s K_{Is}(\omega)$
$P_{cu} \Rightarrow \min$	$\sqrt{ M_E } \sqrt{\frac{2}{3z_p}} \sqrt{\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{R_s}}$	$ I_q K_r \sqrt{\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{R_s}}$	$I_s L_m \sqrt{\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{2R_s L_r^2 + R_r L_m^2}}$
$P_s \Rightarrow \min$ $I_s \Rightarrow \min$	$\sqrt{ M_E } \sqrt{\frac{2L_r}{3z_p}}$	$ I_q L_m$	$I_s L_m / \sqrt{2}$

На основі представлених у таблиці формул можемо зробити висновок, що енергетично оптимальний потік ротора для критеріїв $P_{cu} \Rightarrow \min$ та $P_s \Rightarrow \min$ не залежить від швидкості машини. При цьому для критерію $P_{cu} \Rightarrow \min$ у формули для визначення Ψ_r^o входять як резистивні так і індуктивні параметри АМ, а для критерію $P_s \Rightarrow \min$ формули містять лише індуктивні параметри машини. Варто зазначити, що наведений у таблиці вираз для $P_{cu} \Rightarrow \min$ та вхідної змінної M_E , що нами отриманий як частковий випадок виразу (8), раніше вже був отриманий іншими авторами шляхом безпосередньої мінімізації втрат P_{cu} . Зокрема аналогічний вираз записано в [1] та [4]. Ця обставина може розглядатися як додаткове свідчення коректності виразу (8), який є загальнішим бо задовольняє більш загальний критерій оптимізації $P_\Sigma \Rightarrow \min$.

У проведених вище аналітичних дослідженнях характеристика намагнічування АМ вважалася лінійною. При цьому в отриманих алгоритмах для визначення Ψ_r^o малося на увазі використання значення $L_m = L_{mn}$, де L_{mn} – значення взаємної індуктивності у номінальному режимі роботи АМ. Проте, щоб уникнути істотного негативного впливу насичування магнітопроводу АМ на точність оптимізації, за допомогою системи автоматичного регулювання потоку ротора Ψ_r слід формувати як

$$\Psi_r = \begin{cases} \Psi_r^o, & \text{якщо } \Psi_{r,\min} \leq \Psi_r^o \leq \Psi_{r,\max}; \\ \Psi_{r,\min}, & \text{якщо } \Psi_r^o < \Psi_{r,\min}; \\ \Psi_{r,\max}, & \text{якщо } \Psi_r^o > \Psi_{r,\max}. \end{cases} \quad (11)$$

Нижня межа $\Psi_{r,\min}$ в (11) задаватиметься умовою недопущення повного розмагнічування заліза машини або мінімальним моментом навантаження на валу. Значення верхньої межі $\Psi_{r,\max}$ треба встановлювати на близькому до номінального потоку ротора Ψ_m рівні при $|\omega| \leq \omega_n$ та зменшувати його пропорційно $\omega_n/|\omega|$ на швидкостях $|\omega| > \omega_n$ в режимі роботи із обмеженою усталеною потужністю на валу. На основі проведених в [2] досліджень можна стверджувати, що при використанні алгоритмів (8)-(10) із такою верхньою межею потоку ротора може бути отримана непогана точність мінімізації втрат у зоні оптимізації, де $\Psi_r = \Psi_r^o$. За межами зони оптимізації, де $\Psi_r = \Psi_{r,\max}$, при навантаженні машини не більшому ніж номінальне втрати потужності в АМ будуть не надто перевищувати

мінімально можливі. Якщо ж електромагнітний момент машини перевищуватиме номінальне значення, то помилки оптимізації втрат потужності в АМ вже сягатимуть істотного рівня. Варіант формування $\Psi_{r,\max}$ у функції I_q , якому властиві певні переваги, запропоновано в [2].

4. ЧИСЕЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Щоб оцінити очікуваний ефект від застосування отриманих вище алгоритмів оптимізації втрат проведемо чисельні дослідження. Для адекватнішого відображення реальних властивостей АМ тут використовуватимемо модель втрат потужності на основі класичної Т-подібної схеми заміщення машини при врахуванні $L_m = \text{var}$ згідно з кривою намагнічування. Така модель втрат для зорієнтованих за $\bar{\Psi}_r$ координат отримана в [2], за якою сумарні втрати потужності $P_{\Sigma T}$ визначаються у функції змінних I_d , I_q та ω . На основі цієї моделі, використовуючи отримані з (1) та (2) співвідношення $I_d = \Psi_r / L_m$, $I_q = M_E / (K_M \Psi_r)$, дістанемо опис втрат $P_{\Sigma T} = P_{\Sigma T}(\Psi_r, M_E, \omega)$ у вигляді

$$P_{\Sigma T} = \frac{3}{2} \left\{ \left[R_s \left(1 + \frac{\omega_0^2 K_r^2 L_{r\sigma}^2}{R_m^2} \right) + \frac{\omega_0^2 K_r^2 L_{r\sigma}^2}{R_m} + K_r^2 (R_r + K_a \omega^2) \right] \frac{M_E^2}{K_M^2 \Psi_r^2} + \left[R_s \left(L_m^{-2} + \frac{\omega_0^2}{R_m^2} \right) + \frac{\omega_0^2}{R_m} \right] \Psi_r^2 + R_s \frac{4M_E \omega_0}{3z_p R_m} \right\} + K_\omega \omega^2, \quad (12)$$

де $R_m = (K_h (1 + |s|) / |\omega_0| + K_e (1 + s^2))^{-1}$ – магнітний опір; $s = (\omega_0 - z_p \omega) / \omega_0$ – ковзання машини; $\omega_0 = z_p \omega + 2R_r M_E / 3z_p \Psi_r^2$. Для врахування в (12) насичування магнітопровода по

головному магнітному шляху використовується отримана на основі характеристики намагнічування машини залежність $L_m(\Psi_m)$ у вигляді поліному $L_m = L_{mn} \sum_{i=0}^p a_i \Psi_m^{p-i}$, де

$\Psi_m = \sqrt{\Psi_r^2 + 4L_{r\sigma}^2 M_E^2 / 9z_p^2 \Psi_r^2}$ – модуль вектора потокозчеплення у повітряному проміжку машини; a_i , p – відповідно коефіцієнти та степінь поліному. При цьому в (12) коефіцієнт $K_r = L_m(\Psi_m) / (L_m(\Psi_m) + L_{r\sigma})$, а індуктивність розсіювання прийнята сталою $L_{r\sigma} = L_{r\sigma n}$.

У цьому дослідженні ставиться за мету порівняти втрати потужності в АМ для усталених процесів її роботи на множині значень момента та швидкості $\Omega(M_E, \omega)$ при двох варіантах

закону керування потоком ротора. Перший варіант поляє у використанні класичного алгоритму керування потоком $\Psi_r = \Psi_r^{stb}$, де Ψ_r^{stb} на множині Ω формується як $\Psi_r^{stb} = \min\{\Psi_{rn}, \Psi_{rn} \omega_n / |\omega|\}$. Втрати потужності в цьому випадку обчислюються за (12) як $P_{\Sigma T}^{stb} = P_{\Sigma T}(\Psi_r^{stb}, M_E, \omega)$. Другий варіант поляє у використанні отриманого вище для критерію оптимізації сумарних втрат алгоритму енергоощадного керування потоком $\Psi_r = \Psi_r^{opt}$. Тут Ψ_r^{opt} на множині Ω формується як $\Psi_r^{opt} = \min\{\Psi_r^o(M_E, \omega), \Psi_{rn}, \Psi_{rn} \omega_n / |\omega|\}$, де $\Psi_r^o(M_E, \omega)$ визначається за виразом (8) в якому значення всіх параметрів є номінальними. Втрати потужності в цьому випадку обчислюються за (12) як $P_{\Sigma T}^{opt} = P_{\Sigma T}(\Psi_r^{opt}, M_E, \omega)$.

Чисельні дослідження здійснювалися для $\Omega = \{M_E \in [0,03, 1,0]M_{En}; \omega \in [0,01, 3,0]\omega_n\}$. Після обчислення втрат для порівнюваних алгоритмів керування потоком ротора визначався ефект енергоощадного керування як різниця втрат потужності ΔP , що дорівнює $\Delta P = P_{\Sigma T}^{stb} - P_{\Sigma T}^{opt}$. Отримані таким чином залежності $\Delta P(M_E, \omega)$ для двигунів потужністю 1,5 кВт та 30 кВт у нормованому вигляді зображені відповідно на рис.3 та рис.4, де P_n – номінальні втрати потужності.

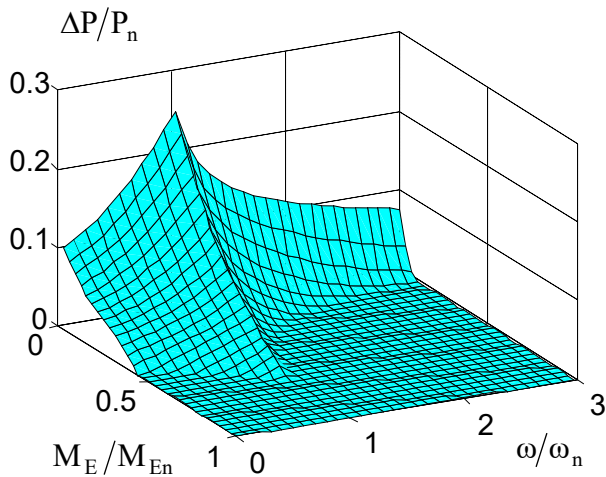


Рис. 3

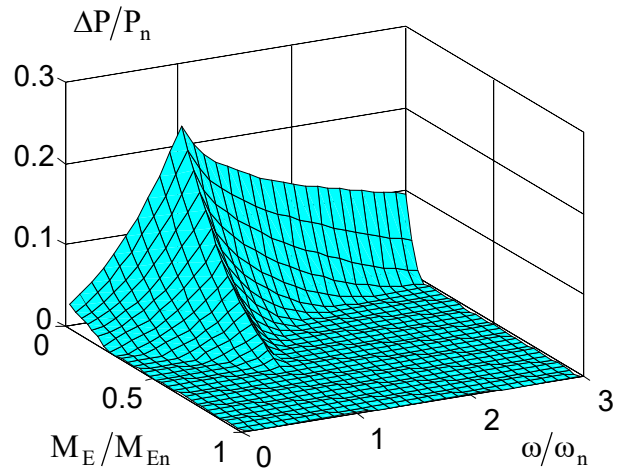


Рис. 4

Аналізуючи представлені на рис.3,4 поверхні можна зазначити, що ефект від застосування алгоритму енергоощадного керування є істотним. Різниця втрат ΔP при малих навантаженнях у зоні близьких до ω_n швидкостей може сягати 20-25% від номінальних втрат потужності. При зміні швидкості униз від ω_n відбувається зменшення ΔP , причому більш інтенсивно для потужнішого двигуна. При зміні швидкості угору від ω_n теж

відбувається зменшення ΔP , причому менш інтенсивно для потужнішого двигуна. Що стосується розміру зони економії енергії, де виконується умова $\Delta P > 0$, то ця зона сягає більших відносних значень електромагнітного моменту для двигуна меншої потужності.

Отже результати чисельних досліджень засвідчили можливість отримання чималого ефекту від застосування алгоритмів керування потоком (8), (9) та (10), які задовольняють критерій оптимізації $P_{\Sigma} \Rightarrow \min$. А ефект від застосування представлених у таблиці простіших алгоритмів, що задовольняють критерії $P_{cu} \Rightarrow \min$ та $P_s \Rightarrow \min$, буде порівняно меншим.

5. ПІДСУМКИ

Розглянута задача побудови алгоритмів керування модулем вектора потокозчеплення ротора для оптимізації втрат потужності в усталених режимах роботи АМ. Отримано аналітичні вирази для визначення енергетично оптимального значення потоку у функції електромагнітного моменту машини, моментної компоненти та модуля вектора струму статора. Взяті до уваги такі критерії оптимізації як мінімум сумарних втрат потужності, мінімум втрат у міді АМ та мінімум втрат в обмотці статора машини. Аналіз отриманих алгоритмів дозволяє зробити висновок, що у векторно-керованих АМ з огляду на простоту практичної реалізації доцільно визначати оптимальне потокозчеплення ротора у функції моментної компоненти вектора струму статора. Проведені чисельні дослідження засвідчили можливість отримання чималого ефекту від застосування отриманих алгоритмів керування.

1. Попович Н.Г., Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Король С.В. Энергетически эффективные алгоритмы управления асинхронными двигателями электромеханических систем // Труды науч. – техн. конф. Проблемы автоматизированного электропривода, Алушта, 2000. – С. 25-29.
2. Приймак Б.І. Моделі втрат потужності у керованій асинхронній машині для задач енергозбереження // Технічна електродинаміка. – 2005. – № 1 – С. 29-38.
3. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями/ О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. -М.: Энергоатомиздат, 1983. - 256 с.
4. Chang J.H., Kim B.K. Minimum-Time Minimum-Loss Speed Control of IM Under Field-Oriented Control, IEEE Trans. Ind. Elec. Vol.44, No.6, Dec. 1997, pp. 809-815.
5. Garcia G.O., Mendes J.C., Stephan R.M. and Watanabe E.H. An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive // IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 41, No.5, 1994, pp. 533-539.
6. Matsuse K., Yoshizumi T., Katsuta S. and Taniguchi S. High-Response Flux Control of Direct-Field-Oriented Induction Motor with High Efficiency Taking Core Loss into Account, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 35, No.1, 1999, pp.62-69.
7. Rasmussen K.S., Thogersen P. Model Based Energy Optimizer for Vector Controlled IMD, Proceed. of EPE' 97, Trondheim, 1997, pp. 3.711-3.716.
8. Wasynczuk O., Sudhoff S.D., Corzine K.A. et al. A Maximum Torque per Ampere Control Strategy for Induction Motor Drives, IEEE Trans. Ener. Convers. Vol. 13, No.2, 1998, pp. 163-169.